

Auslese der

FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

90 Pfg.

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, Feldp. 05997 H

In diesem Heft vor allem:

Die Erdung in Hochfrequenzgeräten

Aus dem Inhalt:

Seite

In den folgenden Heften:

Kapazitive Spannungsteiler; Grundbegriffe der Akustik; Stromzuführung auf drehbare Achsen; Rahmenantennen für Rundfunk; Berechnung der Tonfrequenzübertrager; Unterer Frequenzbereich bei Widerstandsstufen; Der Kathodenkondensator; Praktische Bemessung des Empfangsgleichrichters; Mehrschicht-Abschirmung.

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Trenneigenschaften des Empfangsgleichrichters

Von Dipl.-Ing. H. Pitsch, Berlin

Die Trennung des gewünschten Senders von den Nachbarsendern geschieht nicht nur durch die Schwingkreise, sondern wird auch durch den Empfangsgleichrichter (1) erreicht, woraus sich z. B. die verhältnismäßig hohe Trennschärfe des rückgekoppelten Audions erklärt. Der Empfangsgleichrichter vermag nämlich die Modulation eines schwachen Senders gegenüber der Modulation eines starken Senders zu unterdrücken und zwar um so mehr, je schwächer der schwache Sender ist (3 bis 5).

Einfluß der Art der Gleichrichtung

Wir betrachten die lineare, die quadratische und die logarithmische Gleichrichtung.

Bei linearer Gleichrichtung wird die Modulation eines a mal schwächeren Senders durch den Empfangsgleichrichter zusätzlich $2a$ mal geschwächt (4,5). Ist also z. B. der schwache Sender 10mal so schwach wie der starke Sender, so kommt die Modulation des schwachen Senders gegenüber der Modulation des starken Senders geschwächt mit dem 200sten Teil zur Geltung.

Bei quadratischer Gleichrichtung ist die Schwächung halb so stark (4,5), während bei logarithmischer Kennlinie des Gleichrichters die Modulation des schwächeren Senders ganz unterdrückt würde (4). Die Modulation des gewünschten, starken Senders würde jedoch bei logarithmischer Gleichrichtung verzerrt wiedergegeben.

Verwertung der Trenneigenschaft des Empfangsgleichrichters

Die Trenneigenschaft des Empfangsgleichrichters läßt sich durch eine starke Bandeinengung besonders stark ausnutzen. Daß dabei die zu den weiter ab liegenden Seitenfrequenzen des gewünschten Senders gehörigen Spannungen geschwächt werden, ist nicht so schlimm: Die Modulation des Nachbarsenders wird bei der Gleichrichtung um so mehr unterdrückt, je mehr seine Gesamtspannung schon im Hochfrequenzteil geschwächt ist, während die zu den hohen Tonfrequenzen gehörige Modulation des gewünschten starken Senders gegenüber der die mittleren und tiefen Tonfrequenzen darstellenden Modulation fast nur im Hochfrequenzteil geschwächt wird. Man kann die zu den hohen Tonfrequenzen gehörigen Spannungen im Niederfrequenzteil durch Schwächung der tiefen und mittleren Frequenzen wieder herausheben.

Robinson nützte die Trennschärfeeigenschaft des Empfangsgleichrichters im Jahre 1929 in seinem „Stenode-Radiostat"-Empfänger, der seinerzeit Aufsehen erregte, besonders weit aus, indem er im Zwischenfrequenzteil ein Quarzfilter verwendete (6).

Nachteilig bei diesem Verfahren ist der Verstärkungsverlust. Daher strebt man im allgemeinen eine hohe Trennschärfe ohne Schwächung der Anteile mit den hohen Seitenfrequenzen an, also eine möglichst rechteckige Resonanzkurve.

Erklärung der Trenneigenschaft des Gleichrichters

Bild 1 zeigt eine Hochfrequenz-Gesamtspannung. Diese besteht aus dem Träger A des gewünschten Senders und aus der Spannung eines zweiten Senders, dessen Frequenz um 9 kHz gegen den ersten verschieden ist. Die Spannung des zweiten Senders hat den Träger a, der im rechten Teil des Bildes 1 moduliert ist. Im linken Teil des Bildes 1 sind beide Hochfrequenzspannungen unmoduliert. Es bildet sich dann eine Schwebung mit der Differenzfrequenz (Umhüllende U_D) aus. Die Scheitel s der Umhüllenden sind durch die Summe und die Einschnürstellen e durch den Unterschied der beiden ursprünglichen Hochfrequenzschwingungen gegeben.

Hinter der Gleichrichtung erscheint diese Schwebung als 9 kHz-Tonfrequenzspannung, sofern die Ladung des Lade-

kondensators des Zweipol- oder Audion-Gleichrichters der Umhüllenden U_D noch folgen kann, sofern also der Belastungswiderstand der Zweipolröhre bzw. der Gitterableitwiderstand für diese Frequenz durch den Ladekondensator nicht schon kurzgeschlossen ist. Die 9 kHz-Spannung ist einer Gleichspannung überlagert, die nicht etwa durch die Mitte zwischen den Scheiteln *s* und den Einschnürungen *e* gegeben ist und damit gleich *A* ausfällt, sondern gleich *M*. Dies kommt daher, daß die sich somit, wenn auch stark geschwächt und außerdem etwas verzerrt, aus.

Die Verzerrung rührt daher, daß bei größerem Ausmaß der Schwebung U_D (infolge eines größeren Trägers *a*) der Mittelwert M_N nicht verhältnisgleich, sondern stärker ansteigt, weil die Einschnürstellen immer spitzer werden (3).

Die Kapazität des Ladekondensators

Würde der Ladekondensator für die Differenzfrequenz (9 kHz) einen Kurz-

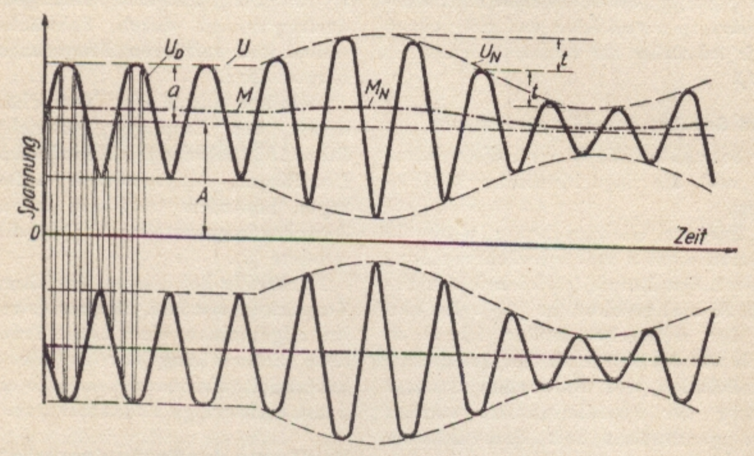


Bild 1

Einschnürstellen spitzer als die Scheitel sind und daher der Inhalt der von dem Kurvenzug U_D eingeschlossenen Fläche oberhalb der Mittellinie *A* größer als unterhalb dieser Linie ist. Sowohl der Unterschied des Verlaufes der Scheitel- und Einschnürstellen wie auch der Unterschied zwischen *M* und *A* sind hier der Anschaulichkeit zuliebe stark übertrieben.

Ist der schwächere Träger *a* moduliert, so überträgt sich die Modulation auf die Schwebung. Das läßt sich gut erkennen, weil hier die Spannung des gewünschten Senders als unmoduliert angenommen ist.

Wäre der Durchschnittswert der Gesamtspannungshöchstwerte durch die Mittellinie *A* gegeben, so könnte sich die Modulation des Störsenders nicht auswirken. Er schwankt aber um den Wert *M* herum gemäß der Linie M_N. Die Modulation wirkt schluß darstellen, so könnte die Ladespannung der Umhüllenden U_D nicht mehr folgen. Damit wäre die Ladespannung durch die Umhüllende *U* bzw. U_N gegeben. Die störende Modulation erschiene also ungeschwächt und auch unverzerrt. Daher darf der Ladekondensator nicht zu groß sein. Er muß um so kleiner sein, je größer der Belastungswiderstand ist. Diese Bedingung stimmt mit der Forderung nach Erzielung eines breiten Niederfrequenzbandes und geringer Verzerrungen überein (Brück, Auslese 2, 1940, S. 21, 27 und 37).

Eine Vergrößerung des Ladekondensators hat neben dieser Verringerung der Trennschärfe eine Erhöhung der Trennschärfe durch die bandeinengende Rückwirkung des Ladekondensators auf den Schwingkreis – nämlich durch Vergrößerung seiner Kapazität und Verringerung

seiner Induktivität – zur Folge (4). Man erhält nach Tüxen eine besonders hohe Trennschärfe, allerdings zusammen mit einer jedoch kaum, da sich die Schwingkreise um so besser auswirken, je größer die Frequenzabstände sind.

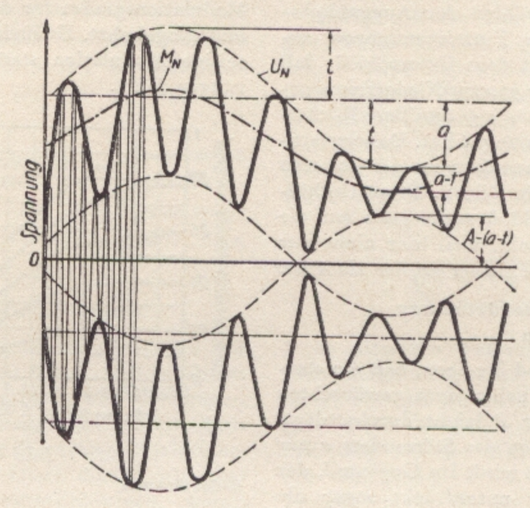


Bild 2

Schwächung der hohen Tonfrequenzen (die man im Tonfrequenzteil wieder ausgleichen kann) mit einer großen Kapazität des Ladekondensators (mehrere 1000 pF) und einem geringen Wert des Belastungswiderstandes (etwa 0,1 MΩ) (4).

Die Modulation der Sender mit größerem Frequenzabstand (z. B. 18 kHz statt 9 kHz) wird im Empfangsgleichrichter weniger geschwächt, weil sich der Ladekondensator für die höhere Schwebungsfrequenz von 18 kHz stärker auswirkt. Dies schadet

Störende Sender mit stärkeren Trägern

Während der störende modulierte Träger *a* in Bild 1 einen geringeren Wert als der gewünschte Träger *A* hat, weist der störende modulierte Träger *a* in den Bildern 2 und 3 einen größeren Wert auf als der gewünschte Träger *A*. In Bild 2 ist die Modulationsunterdrückung sehr viel schwächer als in Bild 1, doch ist sie auch hier noch deutlich sichtbar, denn die Mittellinie M_N verläuft flacher als die Umhüllende U_N. In Bild 3 ist dagegen ein Unter-

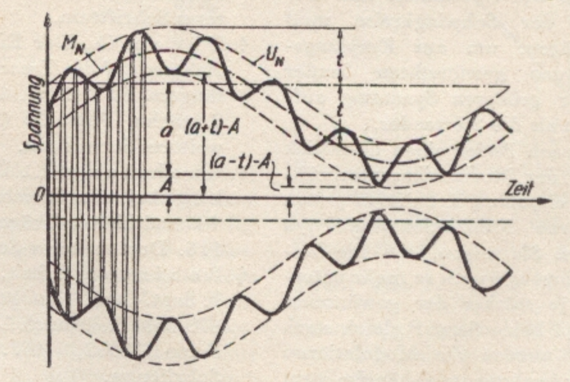


Bild 3

schied im Verlauf von M_N und U_N kaum noch vorhanden.

Die Bilder 2 und 3 kommen wie Bild 1 durch Zusammenzählen der Augenblickswerte der beiden Einzelspannungen zustande, jedoch mit dem Unterschied, daß nicht während der ganzen Niederfrequenzperiode die Spannung $a \pm t$ größere Höchstwerte als die Spannung A hat. Daher stammen die Überschneidungen der inneren Umhüllenden U_i in Bild 2. Diese Umhüllenden sind in Bild 3 sogar ganz auf die andere Seite gerückt, weil hier nicht nur $a \pm t$, sondern auch $a - t$ größer als A ist.

Gegenseitige Unterdrückung der Modulationen

Die Bilder 2 und 3 zeigen, daß ein starker Störsender a neben dem gewünschten schwachen Sender A leicht durchschlägt, weil die Modulation des Störsenders a nur wenig unterdrückt wird. Im Gegenteil, der starke Störsender unterdrückt sogar die Modulation des gewünschten schwachen Senders noch mehr, was man erkennt, wenn man in Bild 1 die höhere Einzelspannung A als die störende annimmt, die die Modulation des gewünschten schwachen Senders a unterdrückt.

Es findet also eine gegenseitige Unterdrückung der Modulation statt, wobei der stärkere Sender die Übermacht hat. Die Trennwirkung der Schwingkreise muß demnach genügen, um am Empfangsgleichrichter den gewünschten Sender stets mit einer größeren Spannung auftreten zu lassen als die Störsender.

Bild 4 gibt nach Roder einen Überblick über das Maß der Modulationsunterdrükkung (3). Die einzelnen Kennlinien gelten für verschiedene Modulationsgrade t/a des Störsenders. Sie zeigen, daß die Modulation des Störsenders um so mehr unterdrückt wird, je stärker der gewünschte Sender ist. Sind beide Sender gleich stark ($A/a = 1$), so werden die Modulationen beider Sender nahezu unabhängig vom ursprünglichen Modulationsgrad t/a auf etwa 58% dieses Modulationsgrades herabgedrückt.

Ist auch der gewünschte Sender moduliert, so ist im Durchschnitt sein Träger maßgebend. Im Takte der Modulation ändert sich jedoch die Herabsetzung des Modulationsgrades für den anderen Sender und umgekehrt. Es findet also eine gegenseitige Modulation statt, die zu Verzerrungen führt.

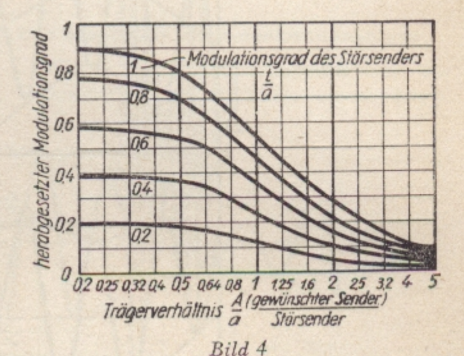


Bild 4

Schrifttum

1. B e a t t y, R. T., Apparent demodulation of a weak station by a stronger one. Wireless Engr. 5 (1928) 300.
2. B u t t e r w o r t h, S., Apparent demodulation of a weak station by a stronger one. Wireless Engr. 6 (1929) 619.
3. R o d e r, H., Modulation suppression of a weak signal by a stronger one. Communications Februar 1938, 14. Dort weiteres Schrifttum.
4. T ü x e n, O., Der Einfluß des Gleichrichters auf die Trennschärfe des Empfängers. FTM 1941, 129 und 1942, und Z. techn. Phys. 22 (1941) Nr. 1. Dort weiteres Schrifttum.
5. B u c h m a n n, E., Über die Filterwirkung bei der Gleichrichtung amplitudenmodulierter Träger. TFT 30 (1941) 116. Dort weiteres Schrifttum.
6. R o b i n s o n, J., brit. Pat. 344 869, ang. 9. Sept. und 3. Okt. 1929 = DRP. 679 689. Siehe auch L a n g e w i e s c h e, Funk-B. 1932, 457. Dort weiteres Schrifttum.
7. A p p l e t o n, B. V. und F r y, D. W., Wireless signals. Their mutual influence in simultaneous detection. Electrician 109 (1932) 83.

Bemessungsregeln für den Ausgangsübertrager

Von Dr. F. Bergtold 05997 H

Solche Bemessungsregeln findet man in sehr vielen Veröffentlichungen. Auch die Ableitungen dieser Bemessungsregeln sind im Schrifttum zahlreich vertreten. Da man aber mit Vektorenbildern die Bemessungsregeln sehr einfach sowie besonders anschaulich entwickeln kann und ich eine solche Entwicklung der Bemessungsregeln für den Ausgangsübertrager im Schrifttum bisher nicht bemerkt habe, möchte ich sie hier bringen.

Der mittlere Frequenzbereich

Das Übersetzungsverhältnis wollen wir zunächst außer acht lassen. Für den mittleren Frequenzbereich ist der Übertrager, dessen Ersatzschaltung Bild 1 zeigt, dann lediglich mit seinen Wicklungs-Wirkwiderständen wirksam. Diese dürfen wir aber im allgemeinen vernachlässigen, womit sich für den mittleren Frequenzbereich das Ersatzschaltbild 2 und damit das Vektorbild 3 ergibt. Dieses denken wir uns so aufgebaut: Der Außenwiderstand R_a möge ein

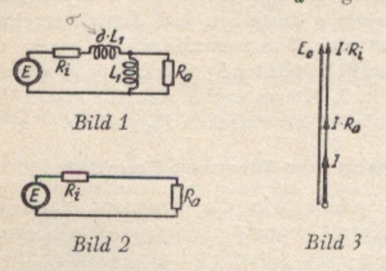


Bild 1

Bild 2

Bild 3

Wirkwiderstand sein. Durch ihn fließe der Strom I. Dazu gehört am Außenwiderstand eine mit I phasengleiche Spannung $I \cdot R_a$. Der Strom I benötigt aber außer der Spannung für R_a noch eine Spannung für den Innenwiderstand R_i der Röhre. Diese Spannung $I \cdot R_i$ ist mit ihm ebenfalls in Phase. Die Endstufe muß also für den Strom I eine innere Spannung E_0 aufbringen, die sich als Summe der beiden Einzelspannungen $I \cdot R_a$ und $I \cdot R_i$ ergibt und ebenfalls mit I in Phase ist.

Die obere Grenzfrequenz

Hierfür gilt das Ersatzschaltbild 4. Vom ganzen ohne Übersetzung arbeitenden Übertrager wirkt sich außer seinen hier vernachlässigten Wirkwiderständen lediglich eine Streuinduktivität $\sigma \cdot L_1$ aus. Diese liegt mit R_i und R_a in Reihe. Gehen wir vom gleichen Strom I aus wie in Bild 3, so erhalten wir im Vektorbild 5 für I, $I \cdot R_a$ und

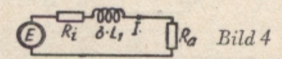


Bild 4

$I \cdot R_i$ dieselben Vektoren wie in Bild 3. Dazu kommt noch der Vektor der Spannung, die den Strom I durch die Streuinduktivität $\sigma \cdot L_1$ treiben muß. Diese Spannung hat den Wert $I \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_1$ und eilt dem Strom I um ein Viertel einer Periode voraus, da der Strom ihr ja, des induktiven Blindwiderstandes wegen, um ein Viertel einer Periode nacheilen muß. Wollen wir bei der oberen Grenzfrequenz ω_{ob}, wie das so üblich ist, gegenüber dem

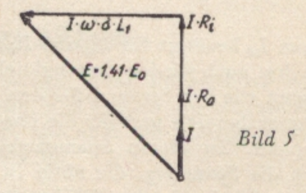


Bild 5

mittleren Frequenzbereich einen Abfall der Spannung am Außenwiderstand und damit des Stromes in ihm auf das 0,707fache zulassen, so heißt das, daß für die obere Grenzfrequenz zu dem gleichgehaltenen Strom eine $\frac{1}{0{,}707} = 1{,}41$ fache innere Spannung E gehört. 1,41fache Gesamtspannung aber bedeutet, daß zu der ursprünglich vorhandenen Wirkspannung $(I \cdot R_a + I \cdot R_i)$ eine ebenso große Blindspannung $I \cdot \omega_{ob} \cdot \sigma \cdot L_1$ hinzukommen muß.

Aus dieser Spannungsgleichheit ergibt sich folgende Beziehung:

$$I\,(R_i + R_a) = I \cdot \omega_{ob} \cdot \sigma \cdot L_1 \quad \text{oder}$$

$$\omega_{ob} = \frac{R_i + R_a}{\sigma \cdot L_1} \quad \text{oder} \quad \sigma = \frac{R_i + R_a}{2\,\pi \cdot f_{ob} \cdot L_1}.$$

Die untere Grenzfrequenz

Hierfür gilt das Ersatzschaltbild 6 und das zu ihm gehörige Vektorbild 7. Wir

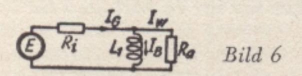


Bild 6

gehen wieder von dem Strom aus, der durch den Außenwiderstand R_a fließt und der denselben Wert haben möge wie in den Bildern 1 und 3. Der Strom I heißt hier zum Unterschied gegen den Strom I_B, der durch die Induktivität L_1 geht, I_w. Der

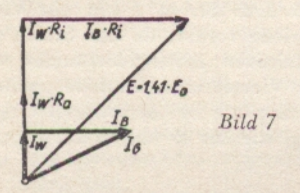


Bild 7

Strom I_w benötigt für R_a und R_i dieselben, mit ihm auch wieder phasengleichen Spannungen wie der Strom I für den mittleren Frequenzbereich und für die obere Grenzfrequenz. Zu diesen Spannungen kommt noch die Spannung, die nötig ist, um den Strom I_B durch den Widerstand R_i zu drücken. Diese Spannung ist mit I_B in Phase, eilt also den Spannungen $I_w \cdot R_a$ und $I_w \cdot R_i$ um ein Viertel einer Periode nach.

Wollen wir auch bei der unteren Grenzfrequenz ω_{unt} gegenüber der oberen Grenzfrequenz einen Abfall der Spannung am Außenwiderstand auf das 0,707fache zulassen, so heißt das wieder, daß die innere Spannung E 1,41mal so groß wie E_o und demgemäß

$$I_B \cdot R_i = I_w \cdot (R_i + R_a)$$

werden muß.

Darin ist

$$I_B = I_w \cdot R_a \cdot \frac{1}{\omega_{unt} \cdot L_1}; \quad \text{also wird}$$

$$I_w \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{\omega_{unt} \cdot L_1} = I_w \cdot (R_i + R_a) \quad \text{oder}$$

$$L_1 = \frac{R_i \cdot R_a}{2\,\pi \cdot f_{unt}\,(R_i + R_a)}.$$

Streuung und Frequenzbereich

Aus der Beziehung für die Streuung σ kann mit der letzten Gleichung für L_1 folgender Zusammenhang angeschrieben werden:

$$\sigma = \frac{(R_i + R_a)^2}{R_i \cdot R_a} \cdot \frac{f_{unt}}{f_{ob}},$$

wobei man das hierin enthaltene quadratische Widerstandsverhältnis deuten kann als Verhältnis des Summenwiderstandes R_s zum Parallelwiderstand R_p von R_i und R_a. Damit wird:

$$\frac{f_{ob}}{f_{unt}} = \frac{R_s}{R_p} \cdot \frac{1}{\sigma}.$$

Um einen möglichst großen Frequenzbereich zu erhalten, muß man ein möglichst kleines σ anstreben und danach trachten, daß der Summenwiderstand gegen den Parallelwiderstand möglichst groß ausfällt. Letzteres ergibt sich für große Verschiedenheit zwischen R_a und R_i.

Spannungs-Frequenz-Kennlinie

Ändern wir die Frequenz nahe der oberen Grenze des Frequenzbereiches und über diese Grenze hinaus, so ändert sich

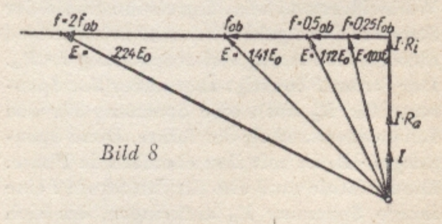


Bild 8

in Bild 5 verhältnisgleich mit ihr der Blindspannungsvektor. Demgemäß ändert sich auch E (Bild 8). Die dort eingetragenen

Faktoren 2,24; 1,41; 1,12; 1,03 ergeben sich so, wobei die letzte Spalte $\frac{E_o}{E}$ bedeutet:

$\frac{f}{f_{ob}}$	$1+\left(\frac{f}{f_{ob}}\right)^2$	$\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{ob}}\right)^2}$	$\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{ob}}\right)^2}}$
0,25	1,063	1,03	0,97
0,5	1,25	1,12	0,89
1	2	1,41	0,707
2	5	2,24	0,446
4	17	4,1	0,243
8	65	8,05	0,124

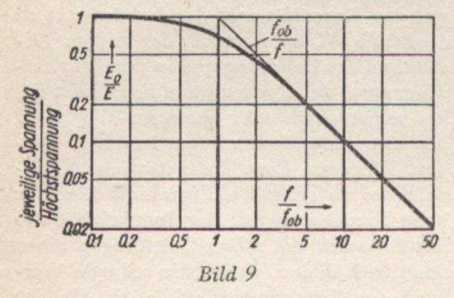


Bild 9

Für größere Werte von $\frac{f}{f_{ob}}$ darf man einfach so rechnen:

$$\frac{E_o}{E} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_{ob}}\right)^2}} \approx \frac{1}{\frac{f}{f_{ob}}} = \frac{f_{ob}}{f}$$ (Bild 9).

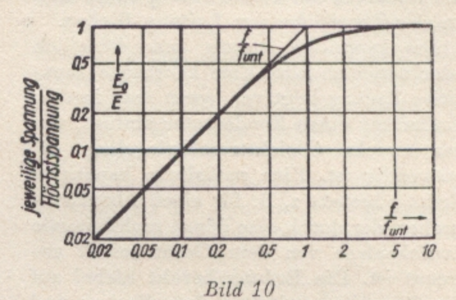


Bild 10

Für die ganz tiefen Frequenzen gilt entsprechend (Bild 10)

$$\frac{E_o}{E} \approx \frac{f}{f_{unt}}$$ und

$\frac{f_{unt}}{f}$	0,25	0,5	1	2	4	8
$\frac{E_o}{E}$	0,97	0,89	0,707	0,446	0,243	0,124

Die Erdung in Hochfrequenzgeräten

Von Dr. Otto Macek, München

Die Erdung spielt bei Hochfrequenzsendern und -empfängern eine wichtige Rolle. In einer falschen Erdung sind oft die Gründe für das Versagen einer sonst richtig aufgebauten Schaltung zu suchen. Wir befassen uns daher hier mit den Grundlagen der Erdung, ihrer falschen und richtigen Durchführung, und geben Hinweise, wie man die Wirksamkeit und Güte einer Erdung abschätzen kann. Unter der Erdung hat man nur in Ausnahmefällen die unmittelbare und möglichst widerstandsarme Verbindung mit der Wasserleitung bzw. mit dem Erdboden zu verstehen. Meist handelt es sich bei der Erdung vielmehr darum, daß das Gestell des Gerätes oder eine andere größere Metallmasse als ein Pol der Schaltung benutzt wird. Für sehr hohe Frequenzen (etwa über 1 MHz) müssen solche Erdungen so ausgeführt werden, daß sich die Hochfrequenzkreise unmittelbar, also nicht über mehrere Erdungsstellen, schließen.

Die Erdungsarten

Die Verbindung der Schaltelemente mit einer größeren Metallmasse, z. B. mit dem Gestell des Gerätes, geschieht entweder unmittelbar oder mit einer Leitung oder über eine Kapazität.

Eine unmittelbare Erdung ergibt sich z. B. für die Wanne eines Drehkondensators, wenn diese auf das Metallgestell des Gerätes unmittelbar aufgesetzt und mit diesem etwa verschraubt wird.

Die Erdung mit einer dazu vorgesehenen Leitung ist wohl die häufigst vorkommende Art der Erdung. Die Erdleitung soll mög-

lichst kurz ausfallen und einen großen Querschnitt oder – besser gesagt – eine große Oberfläche erhalten, da die Leitung einen möglichst kleinen Hochfrequenzwiderstand haben soll, und da wegen des Hauteffekts die Hochfrequenzströme zum größten Teil an der Oberfläche der Leitung fließen.

Die kapazitive Erdung kann künstlich oder natürlich sein. Eine künstliche kapazitive Erdung liegt vor, wenn man in eine Erdleitung einen Kondensator einfügt, wie das zwecks Gleichstromabriegelung oft notwendig ist. Eine natürliche kapazitive Erdung besteht z. B. für einen Abschirmbecher, der durch eine dünne nichtleitende Zwischenlage von dem Gerätegestell getrennt ist. Die Erdung beruht hiebei auf der Kapazität zwischen dem Becher und dem Gestell.

Die Ersatzschaltungen

Die unmittelbare Erdung selbst kann meist als widerstandsfrei angesehen werden, womit sich eine Ersatzschaltung erübrigt. Die „natürliche" kapazitive Erdung läßt sich in der Regel durch eine reine Kapazität darstellen, was wir durch eine besondere Ersatzschaltung nicht zu kennzeichnen brauchen.

Bei der Erdung durch eine Erdleitung sind außer deren Wirkwiderstand die in Reihe mit ihm zu denkende Induktivität und die (natürliche) Erdkapazität der zu erdenden Einrichtung zu berücksichtigen. Das gibt die in Bild 1 gezeigte Ersatzschaltung. Diese läßt erkennen, daß die Erdkapazität die Induktivität der Erdleitung zu einem Sperrkreis ergänzt.

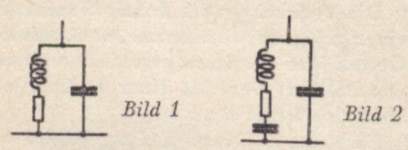


Bild 1 *Bild 2*

Die Eigenfrequenz dieses Kreises berechnet sich, wenn wir den Einfluß des Wirkwiderstandes vernachlässigen, aus

$$\omega^2 = L \cdot C \text{ und damit } f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}.$$

Die Größenordnungen sind für L 10^{-7} Henry und für C 10^{-10} Farad. Somit liegen die Eigenfrequenzen solcher Kreise ungefähr bei 50 MHz. Demgemäß stört die Sperrkreiswirkung erst bei Ultrakurzwellenschaltungen.

Der induktive Blindwiderstand der Erdleitung muß jedoch auch bei höheren Frequenzen beachtet werden (vergl. „Auslese" 1940, H. 5, S. 65).

Bei der Erdung über einen Kondensator spielt zunächst die mit dem Kondensator in Reihe liegende Induktivität der Kondensatorzuleitungen eine Rolle (siehe „Auslese" 1941, H. 1, Seite 6). Die Größenordnung beträgt 20–100 nH. Der in Reihe mit der Kapazität und der Induktivität zu denkende Wirkwiderstand, der in dem Widerstand der Zuleitung und in dem Verlustwiderstand des Kondensators begründet ist, hat meist einen sehr geringen Wert und braucht infolgedessen kaum beachtet werden. Hingegen kann die natürliche Kapazität des zu erdenden Einzelteils für sehr hohe Frequenzen mit der Induktivität des Kondensators und seiner Zuleitungen einen Sperrkreis bilden, womit die erdende Wirkung des Kondensators wie auch die der natürlichen Erdkapazität im Sperrbereich des Kreises aufgehoben wird. Die Ersatzschaltung ist in Bild 2 gezeigt.

Kopplung auf die Erdleitung

Die Erdleitung ist im allgemeinen infolge ihrer einseitigen Verbindung mit dem Gerätegestell nicht imstande, durch kapazitive Beeinflussung nennenswerte Störspannungen aufzunehmen, es sei denn, daß es sich gerade um einen Resonanzeffekt handelt. Dagegen kann die Erdleitung – genauer gesagt, die durch sie, das Gestell, die zu erdende Anordnung und deren „natürliche" Kapazität gebildete Schleife – magnetisch beeinflußt werden. Die Gefahr einer magnetischen Kopplung auf die Erdleitung ist um so größer, je länger die senkrecht zur Fläche des Gerätegestells gemessene Entfernung zwischen diesem und dem zu erdenden Teil ist. Man muß also schon bei dem Aufbau des Gerätes darauf achten, daß die mit Erdleitungen zu überbrückenden Abstände kurz ausfallen. Be-

sonders zu beachten ist die Resonanz zwischen natürlicher Kapazität und Induktivität der Erdleitung wegen der bis hundertfachen Spannungsüberhöhung.

Die durch magnetische Kopplung bewirkten Spannungen sind sowohl dem Wert des mit der Schleife verketteten Feldteiles wie auch der Frequenz verhältnisgleich. Daraus folgt, daß bei hohen Frequenzen schon sehr schwache magnetische Felder genügen, um nennenswerte Spannungen zu erzeugen.

Anschluß der Erdleitungen an verschiedene Punkte des Gestells

Nicht nur die Erdleitungen, sondern auch die Stromwege in den Blechen des Gerätegestells weisen Induktivitäten auf. Diese Induktivitäten können induktive Spannungsteiler darstellen, durch die Spannungen von einem Teil einer Schaltung in einen anderen übertragen werden können.

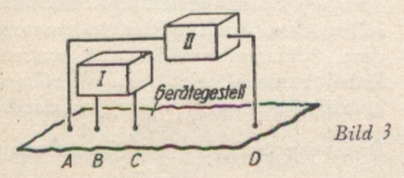


Bild 3

Bild 3 zeigt z. B. zwei Geräteteile I und II, die jeweils zweifach mit dem Gerätegestell verbunden sind. Fließt nun in dem Gestell, hervorgerufen durch Teil II, ein Strom zwischen den Erdungspunkten *A* und *D*, so entfällt ein Teil der zu diesem Strom gehörigen Spannung auf die Strecke *BC*, was den Aufgaben, die Teil I zu erfüllen hat, abträglich sein kann. Bild 4 zeigt, wie sich

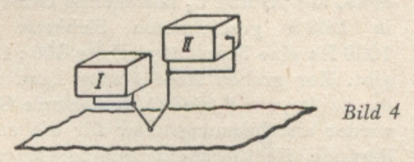


Bild 4

eine solche gegenseitige Beeinflussung vermeiden läßt. Die durch gemeinsame Gestellteile oder sonstige gemeinsame Schaltungsteile verursachten Kopplungen können besonders störend werden, wenn diese Teile von Hochfrequenzströmen mit erheblichen Werten durchflossen werden. Solche Ströme treten vor allem in Schwingkreisen und in Anodenzweigen von Endstufen oder Schwingstufen auf.

Das richtige Schließen der Kreise

Kreise, die nennenswerte Hochfrequenzströme führen, sollen stets auf dem kürzesten Wege und zwar ohne Zuhilfenahme des Gerätegestells geschlossen werden. Wir bringen hier einige Beispiele zu dieser Forderung.

Bild 5 zeigt einen Schwingkreis, bei dem Kondensator und Spule an zwei getrennten Punkten *A* und *D* des Gestelles geerdet sind.

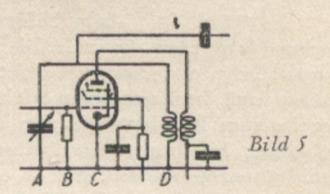


Bild 5

In dem Stromweg von *A* nach *D*, in dem der Schwingstrom fließt, liegt das zum Gitterkreis gehörige Leiterstück *BC*. Dadurch ist eine Rückkopplung des Schwingkreises, der hier an die Anode gekoppelt ist, auf den Gitterkreis gegeben. Diese Rückkopplung ist nicht beabsichtigt und daher als schädlich zu betrachten.

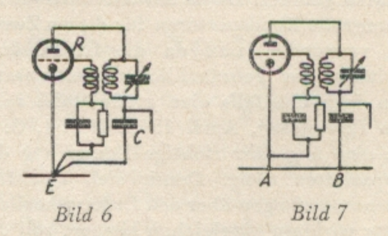


Bild 6 *Bild 7*

Bild 6 veranschaulicht einen Sender mit dem Schwingkreis an der Anode. Hier ist darauf zu achten, daß der Anodenkreis, der über die Röhre *R* und den Kondensator *C* geschlossen ist, nicht ein Stück des Chassis enthält. Es sind also alle Leitungen an einem Punkte *E* zu erden.

Die in Bild 7 dargestellte Anordnung hat den Fehler, daß auf das Stück *AB* eine Wechselspannung entfällt, die in andere Kreise, die ebenfalls an diesem Stück des

Chassis doppelt geerdet sind, einwirken kann. Hier fließt zwischen *A* und *B* der oft sehr beträchtliche Anodenwechselstrom. In den meist üblichen Senderschaltungen können die Spitzenwerte der Ströme bis zu 100 mA betragen. Daher ist die zwischen den Punkten *A* und *B* induzierte Spannung über kurze Zeit beträchtlich. In Meß-Sendern darf also der Schwingteil, der sich in einem Schirmgehäuse befindet, nur an einer Stelle mit dem Schirmgehäuse verbunden werden. Da man die Hochfrequenzleitung ohnedies geschirmt herausführen muß, ist damit deren Schirmmantel bereits zum Erdungspunkt für die ganze Schaltung bestimmt. Alle Leitungen, die geerdet werden müssen, sind an einem gemeinsamen Punkt an diese Erdleitung anzuschließen.

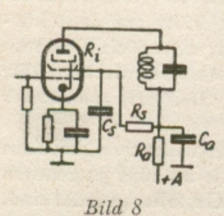


Bild 8

Erdung über Kondensatoren

Oft führen zu erdende Schaltteile, wie z. B. Schirmgitter und Kathode, Gleichspannungen. Solche Teile werden hochfrequenzmäßig über genügend große Kapazitäten geerdet. Da es unwirtschaftlich ist, übergroße Kondensatoren für diesen Zweck zu verwenden, und da die Eigeninduktivitäten der gebräuchlichen Kondensatoren hier ebenfalls eine große Rolle spielen („Auslese", April 1941, Heft 1, S. 6) ist eine ungefähr richtige Bemessung der Kapazitäten nötig. Damit sich Hochfrequenzspannungen über den Erdungskondensator wirksam ausgleichen können, soll der Hochfrequenzwiderstand des Erdungskondensators um mindestens zwei Zehnerpotenzen kleiner sein als der Hochfrequenzwiderstand jedes anderen möglichen Leitungsweges.

Am Beispiel eines Schirmgitterblocks, Bild 8, wollen wir die Verhältnisse deutlich machen. Der Hochfrequenzwiderstand des Blocks mit seinen Zuleitungen soll kleiner sein als $^1/_{100}$ der Hochfrequenzwiderstände aller anderen möglichen Wege. (Weg vom Schirmgitter über den Schirmgittervorwiderstand nach der Gleichstromzuleitung, Wege über die Röhrenkapazität zur Kathode, in den Anodenkreis oder in den Gitterkreis). Für die Hochfrequenz bilden der Schirmgitter-Innenwiderstand R_{is} der Röhre, der Schirmgitterkondensator C_s, der Schirmgitterwiderstand R_s, der Anodenkondensator C_a und der Anoden-Siebwiderstand R_a einen Tiefpaß, der in Bild 9

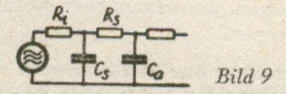


Bild 9

herausgezeichnet ist. Zur überschlägigen Abschätzung der Wirkung dieses Tiefpasses genügt es, die durch die ersten Schaltelemente R_i und C_s des Filters bewirkte Spannungsteilung für die tiefste Betriebsfrequenz der Röhre zu berechnen. Eine ähnliche Abschätzung erhält man, wenn man das Spannungsteilungsverhältnis zwischen dem Schirmgitterkondensator und dem Schirmgitterwiderstand ausrechnet. Dabei vernachlässigt man allerdings den inneren Schirmgitterwiderstand der Röhre. Er ist durch $R_{is} = \frac{\partial U_s}{\partial I_s}$ im Arbeitspunkt gegeben (U_s = Schirmgitterspannung, I_s = Schirmgitterstrom). Der Schirmgitterinnenwiderstand einer Endröhre liegt bei 50 Kiloohm. Der Schirmgitterkondensator habe 1 μF. $R_s = 500\ \Omega$, $C_a = 1\ \mu$F, $R_a = 5\ k\Omega$. Der Schirmgitterkondensator und der Anodenkondensator weisen bei einer Frequenz von 1000 Hz noch immer je etwa 160 Ohm Blindwiderstand auf, so daß das erste, aus R_i und C_s bestehende Glied der in Bild 9 gezeichneten Siebkette für 1000 Hz eine Spannungsteilung 300 : 1 ergibt. Zur groben Abschätzung kann man das zweite, aus R_s und C_a bestehende Glied wieder als Spannungsteiler für die an C_s liegende Hochfrequenzspannung betrachten und bekommt für dieses Glied eine Spannungsteilung 3 : 1, so daß sich insgesamt eine Spannungsteilung 900 : 1 ergibt. R_a sorgt noch zusätzlich dafür, daß von dieser Spannung auch nur wieder ein Bruchteil in den Anodenspeisekreis kommt.

Berechnung einer Verzögerungskette

Dieser kurze Beitrag schließt sich an den Aufsatz über Verzögerungsketten (Heft 2, Seite 25–28) an. Er zeigt, wie die dort entwickelten Beziehungen verwandt werden.

Rechnungsgang

Gefordert wird zumeist eine bestimmte Gesamt-Verzögerungszeit, die bei einer vorgegebenen oberen Grenzfrequenz verwirklicht werden soll.

Durch die Schaltung, in die die Verzögerungskette einzufügen ist, liegt außerdem meist auch deren Abschlußwiderstand fest.

Mitunter darf der je Glied ausgeglichene Schallweg eine gegebene Länge nicht überschreiten. In solchen Fällen muß man zunächst aus dem je Glied geltenden Schallweg die Verzögerungszeit je Glied und dann aus dieser die zu ihr gehörige Grenzfrequenz berechnen. Ist außerdem eine obere Grenzfrequenz unmittelbar gegeben, so hat man die höhere der beiden Grenzfrequenzen für die Bestimmung von C und L zu verwenden.

Man berechnet im allgemeinen aus Grenzfrequenz und Abschlußwiderstand zunächst die Werte von C, L und t_v. Aus t_v und der Gesamtverzögerungszeit folgt dann die Zahl der Glieder.

Zahlenbeispiel

Gegeben: Abschlußwiderstand 4 kΩ, (obere) Grenzfrequenz 10 kHz, Gesamt-Verzögerungszeit 350 µs.

Aus nachstehenden beiden Bestimmungsgleichungen

$$R^2 = \frac{L}{C} \text{ und } f_g^2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot C \cdot L}$$

$$\text{folgt mit} \quad C = \frac{L}{R^2}$$

$$f_g^2 = \frac{R^2}{L^2 \cdot (2 \cdot \pi)^2} \quad \text{oder} \quad L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_g},$$

worin L in H, f_g in Hz und R in Ω auszudrücken sind. Als günstiger wollen wir die Einheiten mH, kHz und kΩ verwenden. Damit wird

$$L_{\text{mH}} = \frac{1000 \cdot R_{\text{k}\Omega}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{kHz}}} \text{ oder } \boxed{L_{\text{mH}} = \frac{159 \cdot R_{\text{k}\Omega}}{f_{\text{kHz}}}.}$$

Das gibt hier

$$L = \frac{159 \cdot 4}{10} = 64 \text{ mH}.$$

Mit L folgt aus der ersten Bemessungsregel:

$$C_F = \frac{L_H}{R^2{}_\Omega} \text{ oder } \boxed{C_{\text{nF}} = \frac{L_{\text{mH}}}{R^2{}_{\text{k}\Omega}}.} \quad \text{Hier:}$$

$$C = \frac{64}{4^2} = 4 \text{ nF}.$$

Die Verzögerungszeit je Glied wird mit

$$\boxed{t_v\,\mu\text{s} = 1{,}05 \cdot C_{\text{nF}} \cdot R_{\text{k}\Omega}.}$$

$$t_v = 1{,}05 \cdot 4 \cdot 4 = 16{,}8\ \mu\text{s}.$$

Wir machen hierzu noch die Probe, indem wir die Verzögerungszeit als ein Sechstel der Periode für die obere Grenzfrequenz berechnen:

$$t_v = \frac{1000}{6 \cdot 10} = 16{,}7\ \mu\text{s}.$$

Die Gliedzahl folgt aus der Gesamtverzögerungszeit von 350 µs und der Verzögerungszeit von 16,8 µs je Glied zu rund 21.

F. Bergtold.

Aufgaben-Auslese

1. An eine Gleichspannung von 800 V ist eine Kapazität von 12 µF anzuschließen. Zur Verfügung stehen hierfür 10 Papier-Block-Kondensatoren mit je 6 µF für je 600 V Betriebs-Gleichspannung. Die Schaltung ist zu entwerfen und zu begründen.
2. Es gilt für einen Ausbreitungsvorgang zwischen der Entfernung r und einer Feldgröße q folgender Zusammenhang:

r km	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10
q db	59	55,5	50,5	46	40	25	4

Mit Hilfe von Kennlinien ist der Zusammenhang zwischen r und q als Formel darzustellen.

3. Eine sich über zwei Zehnerpotenzen erstreckende logarithmische Teilung ist ohne anderweitige Unterlagen zu entwerfen.

4. Ein zylinderförmiger, an den beiden Enden des Zylinders geschlossener Abschirmbecher mit 8 cm Durchmesser und 7 cm Länge kann in einer Höhe von 1 bis 3 cm über einer geerdeten, größeren Blechtafel mit einem seiner beiden Deckel gleichlaufend zu dieser angeordnet werden. Der Becher wird mit der Blechtafel durch zwei Isolierstreifen verbunden ($\varepsilon = 4$). Jeder der beiden Streifen hat einen Querschnitt von 0,6 cm^2. Die Streifen sind so befestigt, daß der Abstand zwischen Becher und Blechtafel durch leitende Teile nicht überbrückt ist. Die Induktivität des Erdungsdrahtes beträgt 3 nH/cm. Es ist zu ermitteln, wie sich die Frequenz, bei der die Kapazität des Bechers gegen das Gestell mit der Induktivität des Erdungsdrahtes einen Sperrkreis bildet, mit dem Abstand ändert.

Buchauslese

Funktechnik

(1. Teil: Grundlagen der Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren.) Von Ing. Hans Teuchert. 97 Bilder. 108 Seiten. 15×22 cm. Verlag Moritz Schäfer, Leipzig. 1941. Preis kartoniert 4.20 RM.

Der Verfasser ist an der Ingenieurschule Mittweida tätig. Hieraus erklären sich der pädagogische Aufbau des Buches, die Einschaltung zahlreicher Formeln und gut gewählter Zahlenbeispiele sowie die Betonung der im Rahmen einer Ingenieurschule gut berechenbaren Einzelheiten. Den Feldern, Kondensatoren und Spulen sind 16 Seiten, den Resonanzschaltungen ebensoviele, den Hochfrequenzübertragern 7 Seiten und den Antennen 18 Seiten gewidmet. Die Röhren werden auf 50 Seiten behandelt. Immer ist das Prinzip in den Vordergrund gestellt, während die praktische Ausführung teilweise durch eingestreute Fotos zu ihrem Recht kommt. Das Buch kann Studierenden der Elektrotechnik und der Fernmeldetechnik als Einführung empfohlen werden.

F. Bergtold.

Elektronenmikroskopie

Von Prof. Dr. Ramsauer. 300 Bilder. 172 Seiten. 15×21 cm. Verlag Springer, Berlin. 1942. Preis kartoniert 4.– RM.

Dieser Bericht über die einschlägigen Arbeiten des AEG-Forschungsinstitutes ist als zweite Auflage des Selbstberichtes „Zehn Jahre Elektronenmikroskopie" erschienen.

Neben klaren Ausführungen mit vorbildlichen Begriffsbestimmungen und lesenswerten geschichtlichen Angaben bringt das Buch eine Fülle sehr eindrucksvoller mikroskopischer Bilder aus den verschiedensten Gebieten. Wer sich einen Einblick in die Elektronenmikroskopie und ihre Möglichkeiten verschaffen möchte, sollte zu diesem Buch greifen, das ihm sehr viel bietet, mehr noch, als er wohl erwartet. F. Bergtold.

Amerikanische Röhren

Mit einem Anhang über russische Röhren. Von F. Kunze. 27 Bilder. 21 Tabellen. 48 Seiten. 17×24 cm. Funkschau-Verlag, München. 1942. Preis kartoniert 3.– RM.

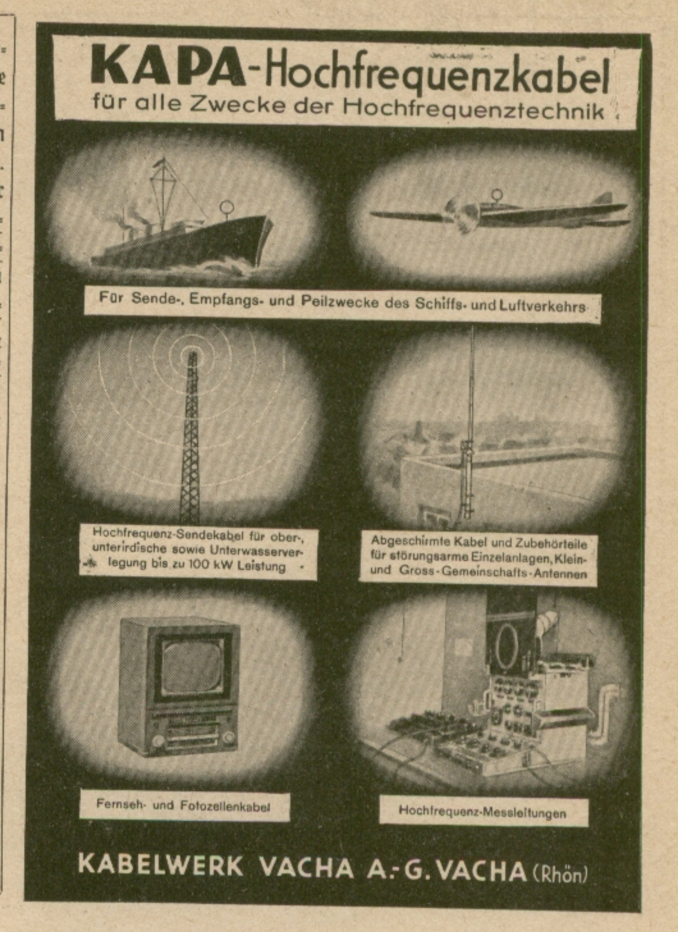
Diese Schrift wird vielen Rundfunktechnikern, Rundfunkinstandsetzern und Rundfunkhändlern sehr nützlich sein, zumal seit Kriegsbeginn zahlreiche im Ausland erworbene Geräte mit amerikanischen Röhren von unseren Soldaten ins Reich gebracht worden sind und nun auch die Kenntnis der russischen Röhren Bedeutung gewinnt.

Das Büchlein enthält im Anschluß an einen vergleichenden Überblick lesenswerte Bemerkungen über die Reparatur amerikanischer Geräte sowie Ausführungen zu den amerikanischen Röhrenbezeichnungen und Sockelschaltungen. Darauf folgen ausführliche Listen, in denen die amerikanischen Röhren untereinander und mit den deutschen Röhren in Beziehung gebracht sind. Drei Seiten über russische Röhren sowie zwei weitere Seiten über deutsche Röhren, die im vorliegenden Zusammenhang wichtig sind, beschließen dieses für die Praxis wichtige Büchlein. F. Bergtold.

„Hans Wiesemanns ‚Praktische Funktechnik'*) ist die ausgezeichnete, weitschichtige Arbeit eines alten Praktikers der Reichspost. Er sagt Gewichtiges über die Grundlagen der Schaltung, ihre Wahl, die Auswahl der Einzelteile, den Aufbau, den ersten Empfang, über Lautsprecher, Schallplattenspiel und Antenne. Mit diesem Rüstzeug kann man getrost an die Erhaltung der Betriebsfähigkeit, an die Pflege, den Empfängerumbau, die Fehlerbeseitigung und den Störschutz herangehen."

Telegraphen-Praxis.

*) Wiesemann: „Praktische Funktechnik" - 374 Seiten Großformat, mit 350 Abbildungen, 7 Tabellen, 9 Tafeln und 2 Modellbogen. Geheftet RM 15.—, in Ganzleinen gebunden RM 21.- Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.



Soeben erschien

ELEKTRISCHE FERNMELDETECHNIK

Fernschreiben und Fernsprechen auf nahe und weite Entfernungen

Von Prof. Immanuel Herrmann

78 Seiten mit 160 Abbildungen . Kartoniert RM 2.50

Bezug durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, Pfizerstraße 5/7

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Phil. Otto Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Druck: Chr. Belser, Stuttgart